



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を得、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、該量子化係数を基にビット配分量を決定し、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内信号成分を量子化して情報圧縮すると共に、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得るようにしたデジタル信号処理方法において、

上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行うことを特徴とするデジタル信号処理方法。

【請求項2】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を得、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、該量子化係数を基にビット配分量を決定し、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮すると共に、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得、上記情報圧縮された時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを用いて復号するようにしたデジタル信号処理方法において、

上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる

最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行うことを特徴とするデジタル信号処理方法。

【請求項3】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割する帯域分割手段と、信号を直交変換して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の符号化、又は、分析のための信号成分を得る直交変換手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得る正規化データ算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求める量子化係数算出手段と、該量子化係数を基にビット配分量を決定するビット配分算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮する圧縮符号化手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得る情報圧縮パラメータ決定手段とを有するデジタル信号処理装置において、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行う手段を設けたことを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項4】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割する帯域分割手段と、信号を直交変換して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の符号化、又は、分析のための信号成分を得る直交変換手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得る正規化データ算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求める量子化係数算出手段と、該量子化係数を基にビット配分量を決定するビット配分算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮する圧縮符号化手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得る情報圧縮パラメータ決定手段と、上記情報圧縮された時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを用い

て復号する復号手段とを有するデジタル信号処理装置において、

上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全 2 次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は 2 次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2 次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各 2 次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行う手段を設けたことを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項 5】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の 2 次元ブロック内の信号成分を得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、該量子化係数を基にビット配分量を決定し、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮し、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎の情報圧縮パラメータと共に記録媒体に記録するデジタル信号記録方法において、

上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全 2 次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は 2 次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2 次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各 2 次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行うことを特徴とするデジタル信号記録方法。

【請求項 6】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割する帯域分割手段と、信号を直交変換して、時間と周波数に関する複数の 2 次元ブロック内の信号成分を得る直交変換手段と、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の符号化、又は、分析のための信号成分を基に正規化を行って正規化データを得る正規化データ算出手段と、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求める量子化係数算出手段と、該量子化係数を基にビット配分量を決定するビット配分量算出手段と、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック

毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮する圧縮符号化手段と、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得る情報圧縮パラメータ決定手段とを有し、上記圧縮符号化手段及び上記情報圧縮パラメータ決定手段の両出力を記録媒体に記録するようにしたデジタル信号記録装置において、

上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全 2 次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は 2 次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2 次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各 2 次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行う手段を設けたことを特徴とするデジタル信号記録装置。

【請求項 7】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の 2 次元ブロック内の信号成分を得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、該量子化係数を基にビット配分量を決定し、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮し、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎の情報圧縮パラメータと共に記録された記録媒体において、

上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全 2 次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は 2 次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2 次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各 2 次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行うことを特徴とする記録媒体。

【請求項 8】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の 2 次元ブロック内の信号成分を得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、上記時間と周波数に関する 2 次元ブロック毎に 2 次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、該量子化係数を基にビッ

ト配分量を決定し、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮し、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータと共に送信するデジタル信号送信方法において、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行うことを特徴とするデジタル信号送信方法。

【請求項9】 入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割する帯域分割手段と、信号を直交変換して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の符号化、又は、分析のための信号成分を得る直交変換手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得る正規化データ算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求める量子化係数算出手段と、該量子化係数を基にビット配分量を決定するビット配分算出手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に上記正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮する圧縮符号化手段と、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得る情報圧縮パラメータ決定手段と、上記圧縮符号化手段及び上記情報圧縮パラメータ決定手段の両出力を送信する送信手段とを有するデジタル信号送信装置において上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上記時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、該最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、該ビット必要度を基にビットの調整操作を行う手段を設けたことを特徴とするデジタル信号送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、デジタル信号処

理方法、デジタル信号処理装置、デジタル信号記録方法、デジタル信号記録装置、記録媒体、デジタル信号送信方法及びデジタル信号送信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 オーディオ信号の高効率符号化の従来の方法及び装置には種々あるが、以下に従来例のその二、三の例を説明する。時間領域のオーディオ信号を単位時間毎にブロック化し、このブロック毎の時間軸の信号を周波数軸上の信号に変換（直交変換）して複数の周波数帯域に分割し、各帯域毎に符号化するブロック化周波数帯域分割方法の一つである変換符号化方法がある。時間領域のオーディオ信号を単位時間毎にブロック化しないで、複数の周波数帯域に分割して符号化する非ブロック化周波数帯域分割方法の一つである帯域分割符号化（サブ・バンド・コーディング（SBC：Subband Coding））方法がある。又、上述の帯域分割符号化と変換符号化とを組み合わせた高効率符号化方法もある。この場合には、例えば、上述の帯域分割符号化方法で帯域分割を行った後、その各帯域毎の信号を上述の変換符号化方法で周波数領域の信号に直交変換し、この直交変換された各帯域毎に符号化を施すことになる。

【0003】 ここで、上述した帯域分割符号化方法に使用される帯域分割用フィルタとしては、例えば、クワドラチャ・ミラー・フィルタ（QMF：Quadrature Mirror Filter）等のフィルタがあり、これは1976 R. E. Crochiere Digital coding of speech in subbands Bell Syst. Tech. J. Vol. 55, No. 8 1976 に、述べられている。又、ICASSP 83, BOSTON Polyphase Quadrature filter s-A new subband coding technique Joseph H. Rothweiler には、ポリフェーズ・クワドラチャ・フィルタ（PQF：Polyphase Quadrature filter）などの等バンド幅のフィルタ分割方法及び装置が述べられている。

【0004】 又、上述した直交変換としては、例えば、入力オーディオ信号を所定単位時間（フレーム）でブロック化し、そのブロック毎に高速フーリエ変換（FFT）や離散コサイン変換（DCT）、モディファイドDCT変換（MDCT）などを行うことで時間軸を周波数軸に変換するような方法がある。上述のMDCTについては、ICASSP 1987 Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation J. P. Princen A. B. Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech. に述べられている。

【0005】 更に、周波数帯域分割された各周波数成分を量子化する場合の周波数分割幅として、人間の聴覚特性を考慮した帯域分割がある。即ち、一般に臨界帯域（クリティカルバンド）と呼ばれている高域程帯域幅が広くなるような帯域幅で、オーディオ信号を複数バンド（例えば25バント）の帯域に分割することがある。

又、この時の各帯域毎のデータを符号化する際には、各帯域毎に所定のビット配分或いは、各帯域毎に適応的な

ビット配分による符号化が行われる。例えば、上述のM D C T処理されて得られたM D C T係数データを上述のビット配分によって符号化する際には、上述の各ブロック毎のM D C T処理により得られる各帯域毎のM D C T係数データに対して、適応的な配分ビット数で符号化が行われることになる。

【0006】更に、各帯域毎の符号化に際しては、各帯域毎に正規化を行って量子化を行うことにより、より効率的な符号化を実現するいわゆるブロックフローティング (Block Floating: ブロック・フローティング) 処理が行われる。即ち、上述のM D C T処理されて得られたM D C T係数データを符号化する際には、各帯域毎に上述のM D C T係数の絶対値の最大値等に対応した正規化を行って量子化を行う。これにより、より効率的な符号化が行われる。

【0007】上述のビット配分方法としては、従来、次の2方法が知られている。IEEE Transactions of Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-25, No. 4, August 1977 では、各帯域毎の信号の大きさをもとに、ビット配分を行っている。又、ICASSP 1980 The critical band coder - digital encoding of the perceptual requirements of the auditory system M. A. Krasner MITでは、聴覚マスキングを利用することで、各帯域毎に必要な信号対雑音比を得て固定的なビット配分を行う方法が述べられている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した従来の高能率符号化方法及び装置において、量子化を行う各帯域毎のビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で一般には全帯域の割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しないために、これを一致させるべくビット調整操作が必要となる。このビット調整操作としては、例えば単純に周波数に依存した優先順位により行なう方法が考えられるが、この場合入力信号には全く依存しないこととなり、適応した調整操作を行なうことができない。しかし、厳密に、入力信号に依存したビット調整を行なう場合、全ての信号成分について量子化誤差や、再度マスキング効果等を考慮する必要があり、調整操作としては非常に処理が大きくなってしまう。

【0009】本発明はこのような実情に鑑みてなされたものであり、入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を得、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、その量子化係数を基にビット配分量を決定し、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成

分を量子化して情報圧縮すると共に、時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得るようにしたデジタル信号処理方法、デジタル信号処理装置、デジタル信号記録方法、デジタル信号記録装置、記録媒体、デジタル信号送信方法、又は、デジタル信号送信装置において、入力デジタル信号に依存した調整操作を行い、調整操作として適当な処理量でより効率の良い符号化を実現し、静特性や信号品質の向上を図ることのできるものを提案するものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明は、入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の2次元ブロック内の信号成分を得、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に2次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、その量子化係数を基にビット配分量を決定し、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮すると共に、時間と周波数に関する2次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得るようにしたデジタル信号処理方法において、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全2次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、時間と周波数に関する2次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は2次元ブロック内の最大の信号成分を基に、2次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、その最大の量子化誤差を各2次元ブロックのビット必要度とみなし、そのビット必要度を基にビットの調整操作を行う。

【0011】かかる本発明のデジタル信号処理方法によれば、入力デジタル信号に依存した調整操作を行い、調整操作として適当な処理量でより効率の良い符号化を実現し、静特性や信号品質の向上を図ることのできる。

【0012】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照し、本発明の実施の形態について説明する。この実施の形態では、オーディオPCM信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化 (SBC)、適応変換符号化 {アダプティブ・トランスフォーム・コーディング (ATC: Adaptive Transform Coding)} 及び適応ビット割当ての各技術を用いて高能率符号化する。この技術について、図1以降を参照しながら説明する。

【0013】図1に示す具体的な高能率符号化エンコーダでは、入力デジタル信号を複数の周波数帯域に分割すると共に、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られ

た周波数軸のスペクトルデータを、低域では、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅（クリティカルバンド）毎に、中高域ではブロックフローティング効率を考慮して臨界帯域幅を細分化した帯域毎に、適応的にビット割当して符号化している。通常このブロックが量子化雑音発生ブロックとなる。更に、本発明の実施の形態においては、直交変換の前に入力信号に応じて適応的にブロックサイズ（ブロック長）を変化させる。

【0014】即ち、図1において、例えば、0～22kHzの周波数帯域のオーディオ信号が、例えば、サンプリング周波数が44.1kHzを以てサンプリングされた後、PCM化されて得られた入力オーディオPCM信号が、入力端子100に供給される。この入力オーディオPCM信号は、例えばいわゆるQMF（クワドラチャ・ミラー・フィルタ）フィルタ等の帯域分割フィルタ101により0～11kHz帯域と11kHz～22kHz帯域とに分割される。更に、0～11kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMFフィルタ等の帯域分割フィルタ102により0～5.5kHz帯域と5.5kHz～11kHz帯域とに分割される。

【0015】上述の帯域分割フィルタ101からの11kHz～22kHz帯域の信号は、直交変換回路の一例であるMDCT(Modified Discrete Cosine Transform)回路（モディファイド・離散コサイン変換手段）（直交変換手段）103に供給されて、MDCT処理される。帯域分割フィルタ102からの5.5kHz～11kHz帯域の信号はMDCT回路（モディファイド・離散コサイン変換手段）（直交変換手段）104に供給されて、MDCT処理される。帯域分割フィルタ102からの0～5.5kHz帯域信号はMDCT回路（モディファイド・離散コサイン変換手段）（直交変換手段）105に供給されて、MDCT処理される。なお、各MDCT回路103、104、105では、各帯域毎に設けたブロック決定回路109、110、111により決定されたブロックサイズ（情報圧縮パラメータ）（処理ブロックの長さ）に基づいてMDCT処理がなされる。

【0016】上述したように、入力デジタル信号を複数の周波数帯域に分割する手段としては、例えば、QMFフィルタがあるが、これについては、1976 R. E. Crochiere Digital Coding of Speech In Subbands Bell Syst. Tech. J. Vol. 55, No. 8 1976 に述べられている。又、ICASSP 83, Boston Polyphase Quadrature Filters—A New Subband Coding Technique Joseph H. Rothweiler には、等バンド幅のフィルタ分割方法が述べられている。ここで、上述した直交変換としては、例えば、入力オーディオ信号を所定単位時間（フレーム）でブロック化し、そのブロック毎に高速フーリエ変換（FFT）、離散コサイン変換（DCT）、モディファイドDCT変換（MDCT）等を行うことで、時間軸を周波数軸に変換するようにした直交変換がある。MDCTについてはIC

ASSP 1987 Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based On Time Domain Aliasing Cancellation J. P. Princen A. B. Bradley Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech. に述べられている。

【0017】ここで、各MDCT回路103、104、105に供給する各帯域毎のブロックについての標準的な入力デジタル信号に対する具体例を図2に示す。この図2の具体例においては、3つのフィルタ出力信号は、各帯域ごとに独立に各々複数の直交変換ブロックサイズを持ち、信号の時間特性、周波数分布等により時間分解能を切り換えられるようにしている。信号が時間的に準定常である場合には、図2Aのロングモードのように、直交変換ブロックサイズを11.6mSと大きくする。信号が非定常である場合には、直交変換ブロックサイズを更に2分割、4分割とする。即ち、図2Bのショートモードのように、すべてを4分割、即ち、2.9mSの時間分解能とする場合や、図2CのミドルモードAや図2DのミドルモードBのように、一部を2分割、即ち、5.8mS、他の1部を4分割、即ち、2.9mSの時間分解能とすることで、実際の複雑な入力デジタル信号に適応するようになっている。この直交変換ブロックサイズの分割は処理装置の規模が許せば、更に複雑な分割を行なうと、より効果的なことは明白である。

【0018】この直交変換ブロックサイズの決定は、直交変換ブロックサイズの決定回路（直交変換ブロックサイズの決定手段）109、110、111で行われ、その決定結果は各MDCT回路103、104、105及びビット割当算出回路118に供給されると共に、ブロックのブロックサイズ情報（処理ブロックの長さの情報）（情報圧縮パラメータ）として出力端子113、115、117より出力される。

【0019】各MDCT回路103、104、105にてMDCT処理されて得られた周波数軸上のスペクトルデータ、又はMDCT係数データ（時間と周波数に関する2次元ブロック内の信号成分）は、低域はいわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）毎にまとめられて、中高域はブロックフローティングの有効性を考慮して、臨界帯域幅を細分化して適応ビット割当符号化回路106、107、108、及びビット割り当て算出回路118に供給される。

【0020】この臨界帯域（クリティカルバンド）とは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域バンドノイズによって純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。この臨界帯域（クリティカルバンド）は、高域ほど帯域幅が広がっており、上述の0～22kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割されている。

【0021】ビット割当算出回路118は、上述のプロ

ックサイズ情報及び、スペクトルデータ又はMDC T係数データに基づき、いわゆるマスキング効果等を考慮して、上述の臨界帯域及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎の、マスキング量、及び、同分割帯域毎のエネルギーあるいはピーク値等を算出し、その結果に基づき、各帯域毎に割当ビット数を求め、適応ビット割当符号化回路106、107、108へ供給している。これらの適応ビット割当符号化回路106、107、108では、上述のブロックサイズ情報（情報圧縮パラメータ）（処理ブロックの長さ）、及び、臨界帯域及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎に割り当てられたビット数に応じて、各スペクトルデータ、又はMDC T係数データを再量子化（正規化して量子化）するようにしている。このようにして符号化されたデータは、図1における出力端子112、114、116を介して取り出される。以下説明の便宜上、ビット割当の単位となる、上述の臨界帯域及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域を、単位ブロックと称するにすることとする。

【0022】次に、上述の図1におけるビット割り当て算出回路118で行われるビット割当の具体的な方法について図3を参照して説明する。図3は上述の図1におけるビット割り当て算出回路118の一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図3において、入力端子301には、上述の図1におけるMDC T回路103、104、105からの周波数軸上のスペクトルデータ又はMDC T係数、及び、上述の図1におけるブロック決定回路109、110、111からのブロックサイズ情報が供給されている。以後、図3で示された、上述の図1におけるビット割り当て算出回路118のシステムにおいて、上述のブロックサイズ情報に適應した、定数、重み付け関数等を用いて処理していく。

【0023】図3において、入力端子301より入力した周波数軸上のスペクトルデータ又はMDC T係数は、エネルギー算出回路（帯域毎エネルギー算出手段）302に供給されて、単位ブロック毎のエネルギーが、例えば単位ブロック内での各振幅値の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに振幅値のピーク値、平均値等が用いられることもある。このエネルギー算出回路302からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルを図6にSBとして示している。ただし、この図6では、図示を簡略化するため、単位ブロックによる分割数を12ブロック（B1～B12）で表現している。尚、図6の破線は、各バンドの総和値のスペクトルSBが他の部分に及ぼす影響を示し、コンボリューションの重み付けに対応する。

【0024】又、エネルギー算出回路302においては、単位ブロックのブロックフローティングの状態を示す、正規化データであるスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）値についても決定するも

のとする。具体的には、例えば予めスケールファクター値の候補として幾つかの正の値を用意し、その中から単位ブロック内のスペクトルデータ又はMDC T係数の絶対値の最大値以上の値をとる中で、最小のものを単位ブロックのスケールファクター値として採用する。スケールファクター値については、実際の値と対応した形で、数ビットを用いて、番号付けを行い、その番号をROM等（図示せず）により記憶させておけばよい。又、ある単位ブロックにおいて上述の方法で決定されたスケールファクター値は、決定された値に対応する上述のビットを用いて付けられた番号を単位ブロックのスケールファクターを示すサブ情報として使用する。

【0025】次に、上述のエネルギー算出回路302で求められた上述のスペクトルSBのいわゆるマスキングに於ける影響を考慮するために、そのスペクトルSBに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上述の帯域毎のエネルギー算出回路302の出力、即ち、そのスペクトルSBの各値は、畳込みフィルタ回路303に供給される。その畳込みフィルタ回路303は例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力にフィルタ係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。この畳込み処理により、図6中点線で示す部分の総和が得られる。

【0026】次に、上述の畳込みフィルタ回路303の出力は引算器（合成器）（合成手段）（引き算手段）304に供給される。その引算器304は、上述の畳込んだ領域での後述する許容可能なノイズレベル（許容ノイズレベル）（量子化係数）に対応するレベル $\alpha$ を求めるものである。なお、許容可能なノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。ここで、上述の引算器304には、上述のレベル $\alpha$ を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上述のレベル $\alpha$ の制御を行っている。許容関数は、次に説明するような $(n-a_i)$ 関数発生回路305から供給されているものである。

【0027】即ち、許容ノイズレベルに対応するレベル $\alpha$ は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号を $i$ とすると、次の数1の式で求めることができる。

【0028】

【数1】  $\alpha = S - (n - a_i)$

【0029】この数1の式において、 $n$ 、 $a$ は定数で $a > 0$ 、 $S$ は畳込み処理されたバークスペクトル(Bark Spectrmu)（クリティカルバンドの単位で、1つのクリティカルバンドに対して1つのスペクトルとして代表させ

たもの。)の強度であり、数1の式中( $n - a_i$ )が許容閾値となる。例として、 $n = 38$ 、 $a = 1$ を用いることができる。

【0030】このようにして、上述のレベル $\alpha$ が求められ、このデータは、割算器306に供給される。割算器306では、上述の量込みされた領域での上述のレベル $\alpha$ を逆コンボリユーションするためのものである。従って、この逆コンボリユーション処理を行うことにより、上述のレベル $\alpha$ からマスキングスペクトルが得られるようになる。即ち、このマスキングスペクトルが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上述の逆コンボリユーション処理は、複雑な演算を必要とするが、この実施の形態では簡略化した割算器306を用いて逆コンボリユーションを行っている。

【0031】次に、上述のマスキングスペクトルは、合成回路307を介して減算器308に供給される。ここで、減算回路308には、上述の帯域毎のエネルギー検出回路302からの出力、即ち、前述したスペクトルSBが、遅延回路309を介して供給されている。従って、この減算回路308で上述のマスキングスペクトルとスペクトルSBとの減算演算が行われることで、図7に示すように、上述のスペクトルSBは、そのマスキングスペクトルMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。

【0032】ところで、上述した合成回路307での合成の際には、最小可聴カーブ発生回路312から供給される図8に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上述のマスキングスペクトルMSとを合成することができる。この最小可聴カーブにおいて、雑音絶対レベルがこの最小可聴カーブ以下ならばその雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなるが現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビットダイナミックレンジへの音楽の入り方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化雑音は聞こえないと考えられる。従って、このように例えばシステムの持つワードレングスの4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をすると仮定し、この最小可聴カーブRCとマスキングスペクトルMSとを共に合成することで許容ノイズレベルを得るようにすると、この場合の許容ノイズレベルは、図8中の斜線で示す部分までとすることができるようになる。なお、この実施の形態では、上述の最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。又、この図8は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0033】この後、許容雑音補正回路(許容雑音補正手段)310において、例えば等ラウドネスカーブの情

報に基づいて、上述の減算器308からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。又、この等ラウドネス曲線は、図8に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8~10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、50Hz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くないと同じ大きさに聞こえない。このため、上述の最小可聴カーブのレベルを越えた雑音(許容ノイズレベル)は、その等ラウドネス曲線に応じたカーブで与えられる周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上述の等ラウドネス曲線を考慮して上述の許容ノイズレベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。ここまでの一連の処理により許容雑音補正回路310では、上述してきたマスキング、聴覚特性等、様々なパラメータに基づき各単位ブロックに対して暫定的に割り当てビットを算出する。

【0034】更に、許容雑音補正回路310においては、ここまでの処理により各単位ブロック毎に暫定的に算出された割り当てビットを合計した総数が、一般には符号化装置のビットレートにより決定される使用可能ビット数と一致しないために、これを一致させるための補正操作を行なっている。この補正方法は、各単位ブロック毎に算出された割り当てビットの単位ブロック間の相対的な関係を保つようにして例えば上述の算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より少ない場合は、図9で示すように全体の割り当てビット数を一様に引き上げ、又、上述の算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より多い場合は、図10で示すように全体の割り当てビット数を一様に引き下げるようにすればよい。即ち、許容雑音補正回路310からは、この補正操作を行なった後の各単位ブロックの割り当てビットを出力している。尚、この補正操作については上述の許容雑音補正回路310にて行なう例を示したが、図3における一連の処理の中で、この補正処理より後の最終的な処理の段階で後述する端数調整を行なう場合は、上述の許容雑音補正回路310より前の段階で行なうことも可能である。

【0035】上述の補正操作により、割り当てビットを合計した総数と使用可能ビット数をほぼ同数とすることは可能だが、ここまでの一連の処理により求まる各単位ブロックのビット割当値は、実数値として算出されるため、実用上、切り捨て等による整数化を行なう必要が生じる。又、符号化のフォーマットで許される最大のビット割当数より多く算出された単位ブロックや、上述の補



正操作により負の値として算出された単位ブロックについても、符号化のフォーマットで許される範囲のビット割当値として整数化を行なう必要が生じる。一般には、この整数化の操作により、再び割り当てビットの総数とビットレートにより決定される使用可能ビット数が一致せず、ビットの余り又はビットの不足が生じることとなる。このとき、算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より少ない場合はビットが余っていることとなり、より効率的な符号化を行なうために、余っている使用可能ビットを可能な限り割り当てる操作が必要となる。又逆に、算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より多くビットが不足している場合は正しく符号化が行なえないため、割り当てビット数を減少させる操作が必要となる。以下、この符号化フォーマットの範囲内での整数化等により必要となる調整操作を説明の便宜上、端数調整と称することにする。

【0036】図3における端数調整回路313では、各単位ブロックのスケールファクター（正規化データ）

（情報圧縮パラメータ）である正規化データ及びワードレングスであるビット割当、又は単位ブロック内の最大の信号成分より、各単位ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、この最大の量子化誤差の大きさを各単位ブロックのビット必要度として、これを基に端数調整操作を行うようにしている。

【0037】以下に、端数調整回路313における、各単位ブロックのビット必要度の指標となる最大の量子化誤差の算出方法について説明する。

【0038】先ず、図11を用いて、メイン情報として得られる直交変換出力スペクトルをサブ情報により処理したデータと、サブ情報として得られるブロックフローティングの状態を示すスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）及び語長を示すワードレングスによる符号化の具体例を説明する。図11は、ビット割当が3ビットとなった場合の単位ブロックの様子を示した例である。縦軸は、中心を0としたスペクトルデータ又はMDC T係数の大きさを示し、横軸は周波数を示している。この例では単位ブロック内には、a、b、c、d、e、f、g、hで示された、8本のスペクトルデータ又はMDC T係数が存在しており、それぞれ0から正方向又は負方向に大きさを持っている。上述した通りブロックフローティングの状態を示すスケールファクターは予め幾つかの大きさで正の値を用意し、その中から単位ブロック内のスペクトルデータ又はMDC T係数の絶対値の最大値以上の値を取る中で最小のものを採用し、単位ブロックのスケールファクターとする。

【0039】図11では、絶対値の最大値を示すスペクトルaにより、スケールファクタ値が選択される。このスケールファクターとビット割り当ての大きさにより、単位ブロック内の量子化幅が決定される。図11の例で

はビット割当が3ビットの場合を示しているが、本来3ビットで符号化（量子化）する場合8値を表現することが可能だが、ここでは0を中心に正方向と負方向に等分割の量子化幅を3値づつとり、0とあわせて7値の量子化値をとり3ビットで表現可能なもう一つの符号は未使用としている。ここで、単位ブロック内のスケールファクター値とビット割当値より、量子化値が決定され、単位ブロック内のスペクトルデータ又はMDC T係数は、最も近い量子化値に量子化される。図11における黒丸の部分は単位ブロック内のそれぞれのスペクトルデータ、又はMDC T係数が量子化された値を示したものである。即ち、図11は、再量子化（正規化して量子化）の一例を示したものである。

【0040】一般に、図11で示したような方法で、0を中心として正方向と負方向に等分割の量子化幅を持つような形で量子化を行う場合の量子化幅をQVとすると、ある単位ブロックの量子化幅QVは、同単位ブロックのスケールファクターの値をSF、ビット割当数をNbとしたときに、以下の数2の式によって求めることができる。

【0041】

$$\text{【数2】 } QV = SF / \{2^{(Nb-1)} - 1\}$$

ただし、 $Nb \geq 2$

【0042】この場合、単位ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差は量子化幅の半分の $QV/2$ となる。

【0043】又、ビット割当が0の単位ブロックについては、単位ブロック内の全てのスペクトル、又はMDC Tデータが0に量子化されることになるので、この場合の単位ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差は、単位ブロック内のスペクトル、又はMDC Tデータの絶対値の最大値となる。

【0044】ここで単位ブロックの量子化雑音の大きさについて考えると、厳密には、単位ブロック内に含まれるスペクトルの本数や、実際の量子化誤差の大きさの考慮が必要となるが、全スペクトルについて計算が必要となるため、処理が非常に大きいものとなり、あまり実用的ではない。しかし単位ブロック内のスペクトルの本数に著しい差が無い場合、上述のような方法で求めた単位ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差大きいもののほど、量子化雑音が大きくなる可能性が高くなるため、簡易的にビット必要度が大きいと見なすことができ、単位ブロック分だけ計算を行えばよいので、全スペクトルについて計算する場合と比較して、処理を大幅に減少することが可能となる。

【0045】端数調整回路313では、まず上述の方法を用いることにより、全単位ブロックについて各単位ブロックで起こりうる最大の量子化誤差を算出し、この値を各単位ブロックのビット必要度とする。その後、例えば、算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より少なく、余りビットが生じている場合

は、ビット必要度が最大の単位ブロックを検出して、同単位ブロックに対し余りビットを割り当てる。新たに余りビットを割り当てられた単位ブロックについては、余りビット割り当て後のビット割り当て値で、上述の方法でビット必要度を算出し直す。以後、端数調整回路313では、ビット必要度が最大の単位ブロックを検出して、余りビットの割り当て、ビット必要度の算出し直し、の一連の処理を、余りビットが割り当て可能な限り繰り返す。このとき、既に符号化フォーマットで許される最も大きな値のビットが割り当てられ、ビット割り当てを増やすことができない単位ブロックや、単位ブロック内のスペクトルの本数により、余りビットが単位ブロックのビット割り当てを増やすには十分な量でない場合は、その単位ブロックを調整操作対象から除外するようにすれば良い。尚、ビット余り調整処理は、端数処理回路313で行う他に、符号化修正回路314で行うこともできる。但し、ビット不足調整処理は、符号化修正回路314で行う必要はない。

【0046】ここで、上述のビット余りの場合の調整処理についての詳細を図4のフローチャートについて説明する。ステップS T-1で、ブロック番号NOを0とした後、ステップS T-2に移行して、ビット割り当て=0であるか否かの判断を行なう。ステップS T-2の判断がYESのときはステップS T-3に移行して、ビット必要度を、ビット必要度=ブロック内信号成分の絶対値の最大値に設定し、NOのときは、ステップS T-4に移行して、ビット必要度を、ビット必要度=最大量子化誤差( $QV/2$ )に設定する。ステップS T-3及び4の後、ステップS T-5に移行する。

【0047】ステップS T-5では、記録ブロック数が、記録ブロック数=ブロック番号+1であるか否かを判断し、NOであれば、ステップS T-6に移行して、ブロック番号NOを1だけ増やした後、ステップS T-2に戻り、YESであれば、ステップS T-7に移行して、使用可能ビットが、使用可能ビット $\geq$ 割り当てビット総数であるか否かを判断する。

【0048】ステップS T-7で、NOのときは、ステップS T-9に移行して、ビット不足処理(図5におけるステップS T-9以降の処理)を行い、YESのときは、ステップS T-8に移行して、全ブロックを調整可能ブロックに設定する。ステップS T-8の後、ステップS T-10に移行して、調整可能ブロックが存在するか否かを判断する。ステップS T-10の判断で、NOのときは終わりとなり、YESのときは、ステップS T-11に移行して、調整可能ブロック中、ビット必要度が最大のブロックを検出する。

【0049】ステップS T-11の後、ステップS T-12に移行して、検出されたブロックのビット割り当ての一段階増加が可能か否かの判断を行う。ステップS T-11でNOのときは、ステップS T-14に移行し

て、検出されたブロックを調整可能ブロックから、調整不可ブロックに設定変更した後、ステップS T-10に戻り、YESのときは、ステップS T-13に移行して、検出されたブロックのビット割り当てを一段階増加する。

【0050】ステップS T-13の後、ステップS T-15に移行して、検出されたブロックのビット必要度の算出(最大量子化誤差 $QV/2$ )を行う。ステップS T-15の後、ステップS T-16に移行して、割り当てビット総数の算出を行った後、ステップS T-11に戻る。

【0051】以上の説明では、算出された割り当てビットを合計した総数が、使用可能ビット数より少なく余りビットが生じている場合の例を述べたが、算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より多くビットが不足している場合においては、上述の例と逆の操作、即ち、ビット必要度の小さいものからビットを削除していく方が実現可能となる。

【0052】即ち、例えば、算出された割り当てビットを合計した総数が使用可能ビット数より多く、不足ビットが生じている場合は、ビット必要度が最小の単位ブロックを検出して、同単位ブロックからビットを削除する。ビットを削除した単位ブロックについては、ビット削除後のビット割り当て値で、上述の方法でビット必要度を算出し直す。以後、端数調整回路313では、ビット必要度が最小の単位ブロックを検出して、ビットを削除し、ビット必要度の算出し直しの一連の処理を、割り当てビットの総数が使用可能ビット数以下となるまで繰り返す。このとき、ビット割り当てが0の単位ブロックについては、調整操作対象から除外するようにすれば良い。

【0053】ここで、上述のビット不足の場合の調整操作についての詳細を、図5を参照して説明する。ステップS T-1で、ブロック番号NOを0とした後、ステップS T-2に移行して、ビット割り当て=0であるか否かの判断を行なう。ステップS T-2の判断がYESのときはステップS T-3に移行して、ビット必要度を、ビット必要度=ブロック内信号成分の絶対値の最大値に設定し、NOのときは、ステップS T-4に移行して、ビット必要度を、ビット必要度=最大量子化誤差( $QV/2$ )に設定する。ステップS T-3及び4の後、ステップS T-5に移行する。

【0054】ステップS T-5では、記録ブロック数が、記録ブロック数=ブロック番号+1であるか否かを判断し、NOであれば、ステップS T-6に移行して、ブロック番号NOを1だけ増やした後、ステップS T-2に戻り、YESであれば、ステップS T-7に移行して、使用可能ビットが、使用可能ビット $\geq$ 割り当てビット総数であるか否かを判断する。尚、ステップS T-1～S T-7の処理は、図4のビット余り処理と共通であ

る。

【0055】ステップS T-7でYESのときは、ステップS T-8に移行してビット余り処理（図4におけるステップS T-8以降の処理）を行い、NOのときはステップS T-9に移行して、調整可能ブロック（ビット割り当てが0でないブロック）中、ビット必要度が最小おのブロックを検出した後、ステップS T-10に移行する。

【0056】ステップS T-10では、検出されたブロックのビット割り当てを一段減少した後、ステップS T-11に移行する。ステップS T-11では、検出されたブロックのビット必要度の算出を行った後、ステップS T-12に移行する。ステップS T-12では、割り当てビット数の総数を算出した後、ステップS T-7に戻る。

【0057】尚、上述の端数処理は、入力信号に依存しない形で行うことも可能であるので、例えば、ビット余り処理は上述のビット必要度を求める形での調整操作を行いビット不足処理については、入力信号に依存しない形での調整操作を行い、又は、その逆に、ビット余り処理は入力信号に依存した形で行い、ビット不足処理については、上述のビット必要度を求める形での調整操作を行うと言う組み合わせも可能である。

【0058】端数処理回路313からの出力、即ち、各単位ブロックの端数調整後のビット割り当て値は、符号化修正回路314に供給される。この符号化修正回路314では、予め用意されたスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）の中で最小のものの採用した単位ブロックで、2ビット以上のビット割り当てがされているにも拘らず、単位ブロック内のスペクトル、又はM D C T 係数（時間と周波数に関する2次元ブロック内の信号成分）が全て0に量子化されてしまうものを検出し、単位ブロックのビット割り当てを0にすることにより、スペクトルデータ又はM D C T 係数の符号に使用していたビットを省略し、省略によって得たビットを、より効果的に配分するものである。

【0059】以下に、符号化修正回路314における修正の例を図12を用いて説明する。図12は図11と同様にある単位ブロックの再量子化の様子を示しており、縦方向はスペクトル又はM D C T 係数（時間と周波数に関する2次元ブロック内の信号成分）の大きさを示し、横方向は周波数を示すものとし、単位ブロック内には8本のスペクトル又はM D C T 係数が存在している。この例では単位ブロック内のスペクトル又はM D C T 係数の絶対値の最大値が、予め用意されたスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）の中で最小のものより小さく、この単位ブロックのスケールファクタ値は予め用意されたスケールファクタ中で最小のものが採用されており、ビット割り当ては2ビットで、図12に示した通り、0と、正方向と負方向に1値ずつ、計3

値の量子化値を持つものとする。

【0060】しかし、2ビット割り当ての場合、図12のように単位ブロック内のスペクトル又はM D C T 係数の絶対値の最大値が、図12の点線で示した、量子化幅の半分の値より小さい場合は、単位ブロック内の全てのスペクトル又はM D C T 係数は、0に量子化される。つまり、a~hの8本のスペクトルが全て「00」で符号化され、少なくともスペクトルの記録に16ビットを必要とするが、量子化値が全て0になる。この場合サブ情報により、単位ブロックについては記録は全て0になる。この場合サブ情報等により、その単位ブロックについては記録せず、即ち、ビット割り当てを0ビットと変更することにより、単位ブロック内スペクトル又はM D C T 係数は全て0とみなすことが可能となるので、上述の2ビット割り当ての場合にスペクトル又はM D C T 係数の量子化値「00」に使用していた16ビット分を使わずに全く同様の符号化を行うことが可能となる。即ち、ある単位ブロック内で2ビット以上割り当てがあるにも拘らずスペクトル又M D C T 係数の量子化値が全て0となるような場合、その単位ブロックのビット割り当てを0とすることにより、スペクトル又は、M D C T 係数の符号化に使用していたビットを省略し、全く同様の符号化を行うことが可能である。

【0061】図12に示したような、2ビット割り当てでない場合にも、一般に予め用意されたスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）の中で最小のものがスケールファクター値として採用された単位ブロックについて、その単位ブロック内スペクトル又はM D C T 係数の絶対値の最大値をS Pmax とし、上述の数2の式により求められる単位ブロックの量子化幅Q Vを用い、次の数3の式の条件を満たす単位ブロック内のスペクトル又はM D C T 係数の量子化値は全て0となる。

【0062】符号化修正回路314では、上述の方法で、次に示す数3の式を用いて符号化修正可能な単位ブロックを検出し、ビット割り当てを0に修正することにより、新たな使用可能なビットを得ることができる。

【0063】

$$\text{【数3】 } S P_{\max} < Q V / 2$$

【0064】又、符号化のフォーマットによるが、例えば、実質的なビット割り当てを示すサブ情報でビット割り当てを0とする方法以外に、単位ブロックの有効性、つまり、単位ブロックを記録するかしないかを示す情報がある場合、その単位ブロックの有効性を示すサブ情報によりブロックの符号化を行わないことを示せば、その処理ブロックのサブ情報であるスケールファクタ、及びビット割り当てに使用していたサブ情報のビットの省略も可能となるので、このような場合についても、図3における符号化修正回路314により、適応した形にサブ情報を変更し、ビットの省略を行い、新たな使用可能な

ビットを得ることができる。

【0065】符号化修正回路314では上述の方法による修正が可能な場合、新たに獲得した使用可能ビットの再配分を行うが、この再配分の際に、上述の端数調整回路313にて行った、単位ブロックのビット必要算度算出による調整操作が使用できるのは明白である。この符号化修正回路314により修正されたデータは出力端子より図1におけるビット割当算出回路118の出力として出力される。

【0066】即ち、図1におけるビット割当算出回路118では、上述した図3に示したシステムにより、メイン情報として直交変換出力スペクトルをサブ情報により処理したデータと、サブ情報としてブロックフローティングの状態を示すスケールファクター（正規化データ）（情報圧縮パラメータ）及び語長を示すワードレングスが得られ、これを基に、図1における、適応ビット割当符号化回路106、107、108において、実際に再量子化を行い、符号化フォーマットに則した形で符号化する。

【0067】図13を参照して、上述した図1で示されたエンコーダにより高能率符号化された信号のデコーダについて説明する。各帯域の量子化されたMDCT係数、即ち、図1における出力端子112、114、116の出力信号と等価のデータは、図13における入力端子1307に供給され、使用されたブロックサイズ情報（処理ブロックの長さ）（情報圧縮パラメータ）、即ち、図1における出力端子113、115、117の出力信号と等価のデータは、図13における入力端子1308に供給される。適応ビット割当復号化回路（適応ビット割当復号化手段）1306では適応ビット割当情報を用いてビット割当を解除する。次に逆直交変換（IMDCT）回路（逆直交変換手段）1303、1304、1305では周波数軸上の信号が時間軸上の信号に変換される。これらの部分帯域の時間軸上信号は、図13における帯域合成フィルタ（IQMF）回路（帯域合成手段）1302、1301により、全帯域信号に復号化されて、出力端子1300に出力される。

【0068】次に、図14～図17を参照して、本発明のデジタル信号記録装置（方法）、デジタル信号再生装置（方法）、デジタル信号送信装置（方法）及びデジタル信号受信装置（方法）の実施の形態を説明する。図14、図16において、ENCは図1のエンコーダを示し、Tinはその入力端子100を示し、DECは図13のデコーダを示し、Toutはその出力端子1300を示す。

【0069】図14の記録装置では、入力端子Tinからの入力デジタル信号をエンコーダENCに供給してエンコードし、そのエンコーダENCの出力、即ち、図1のエンコーダの出力端子112、114、116及び113、115、117よりの出力信号を、変調手段MO

Dに供給して、多重化した後所定の変調をするか、各出力信号をそれぞれ変調した後、多重化又は再変調する。変調手段MODよりの被変調信号を記録手段（磁気ヘッド、光学ヘッド等）によって、記録媒体Mに記録する。

【0070】図15の再生装置では、再生手段（磁気ヘッド、光学ヘッド等）Pによって、図14の記録媒体Mの記録信号を再生し、その再生信号を復調手段DEMによって、変調手段MODによる変調に応じた復調を行う。復調手段DEMよりの復調出力、即ち、図1のエンコーダの出力端子112、114、116よりの出力に対応した信号を図13のデコーダの入力端子1307に供給すると共に、図1のエンコーダの出力端子113、115、117よりの出力に対応した信号を図13の入力1308に供給してデコードして、出力端子Toutに、入力デジタル信号に対応した出力デジタル信号が出力される。

【0071】図16の送信装置では、入力端子Tinからの入力デジタル信号をエンコーダENCに供給してエンコードし、そのエンコーダENCの出力、即ち、図1のエンコーダの出力端子112、114、116及び113、115、117よりの出力信号を、変調手段MODに供給して、多重化した後所定の変調をするか、各出力信号をそれぞれ変調した後、多重化又は再変調する。変調手段MODよりの被変調信号を送信手段TXに供給して、周波数変換、増幅等を行って送信信号を作り、その送信信号を送信手段TXの一部である送信アンテナANT-Tによって送信する。

【0072】図17の受信装置では、受信手段RXの一部である受信アンテナANT-Rによって、図16の送信アンテナANT-Tからの送信信号を受信すると共に、その受信信号を受信手段RXによって、増幅、逆周波数変換等を行う。受信手段RXよりの受信信号を復調手段DEMによって、変調手段MODによる変調に応じた復調を行う。復調手段DEMよりの復調出力、即ち、図1のエンコーダの出力端子112、114、116よりの出力に対応した信号を図13のデコーダの入力端子1307に供給すると共に、図1のエンコーダの出力端子113、115、117よりの出力に対応した信号を図13の入力1308に供給してデコードして、出力端子Toutに、入力デジタル信号に対応した出力デジタル信号が出力される。

【0073】尚、本発明は上述の実施の形態のみに限定されるのではなく、例えば、上述の記録再生媒体と信号圧縮装置あるいは伸長装置と、更には、記録媒体を介さずに信号圧縮と伸長装置とは一体化されている必要はなく、その間をデータ転送回線等で結ぶことも可能である。更に、例えば、オーディオPCM信号のみならず、デジタルオーディオ信号やデジタルビデオ信号等の信号処理装置にも適用可能である。

【0074】又、本発明の記録媒体は、上述のディジタ

ル信号処理装置により圧縮されたデータを記録することで、記録容量の有効利用を図ることができる。又、本発明の記録媒体としては、上述した光ディスクのみならず、磁気ディスク、ＩＣメモリ及びそのメモリを内蔵するカードや、磁気テープ等の各種記録媒体とすることもできる。

#### 【００７５】

【発明の効果】上述せる本発明によれば、入力デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分割して、時間と周波数に関する複数の２次元ブロック内の信号成分を得、時間と周波数に関する２次元ブロック毎に２次元ブロック内の信号成分を基に正規化を行って正規化データを得、時間と周波数に関する２次元ブロック毎に２次元ブロック内の信号成分の特徴を表す量子化係数を求め、その量子化係数を基にビット配分量を決定し、時間と周波数に関する２次元ブロック毎に正規化データとビット配分量とによりブロック内の信号成分を量子化して情報圧縮すると共に、時間と周波数に関する２次元ブロック毎の情報圧縮パラメータを得るようにしたデジタル信号処理方法、デジタル信号処理装置、デジタル信号記録方法、デジタル信号記録装置、記録媒体、デジタル信号送信方法、又は、デジタル信号送信装置において、時間と周波数に関する２次元ブロック毎に、ビット配分量を算出した際に、ビット配分量の整数化等を行なう関係で、全２次元ブロックの割り当てビットの総数が符号化フォーマットで規定されるビットレートと一致しない場合、これを一致させるために、上述の時間と周波数に関する２次元ブロック毎に、暫定的に算出されたビット割り当て量と正規化データ、又は２次元ブロック内の最大の信号成分を基に、２次元ブロック内で起こりうる最大の量子化誤差を算出し、その最大の量子化誤差を各２次元ブロックのビット必要度とみなし、そのビット必要度を基にビットの調整操作を行うようにしたので、入力デジタル信号に依存した調整操作を行い、調整操作として適当な処理量でより効率の良い符号化を実現し、静特性や信号品質の向上を図ることのできるものを得ることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施の形態のビットレート圧縮符号化に使用可能な高能率圧縮符号化エンコーダの一具体例を示すブロック回路図である。

【図２】ビット圧縮の際の直交変換ブロックの構造を表す図である。

【図３】ビット配分演算機能の例を示すブロック回路図

である。

【図４】ビット余りの調整処理を示すフローチャートである。

【図５】ビット不足の調整処理を示すフローチャートである。

【図６】各臨界帯域及びブロックフローティングを考慮して分割された帯域のスペクトルを示す図である。

【図７】マスキングスペクトルを示す図である。

【図８】最小可聴カーブ、マスキングスペクトルを合成した図である。

【図９】ビット割り当て量を一様に引き上げる総量補正操作を示す図である。

【図１０】ビット割り当て量を一様に引き下げる総量補正操作を示す図である。

【図１１】ビット割り当て単位ブロックにおける信号成分の量子化の例を示す図である。

【図１２】ビット割り当て単位ブロックにおいて、信号成分が全て０に量子化される例を示す図である。

【図１３】上述の実施の形態のビットレート圧縮符号化に使用可能な高能率圧縮符号化デコーダの一具体例を示すブロック回路図である。

【図１４】本発明の実施の形態の記録装置を示すブロック線図である。

【図１５】本発明の実施の形態の再生装置を示すブロック線図である。

【図１６】本発明の実施の形態の送信装置を示すブロック線図である。

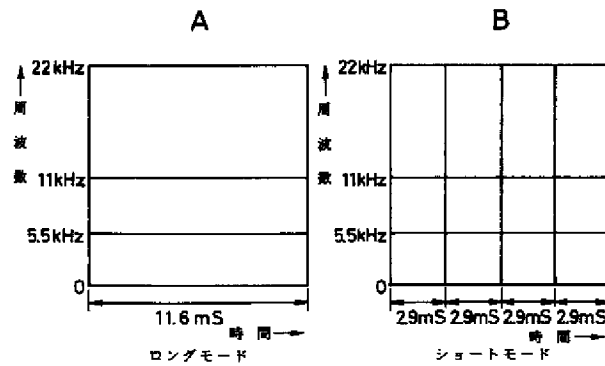
【図１７】本発明の実施の形態の受信装置を示すブロック線図である。

#### 【符号の説明】

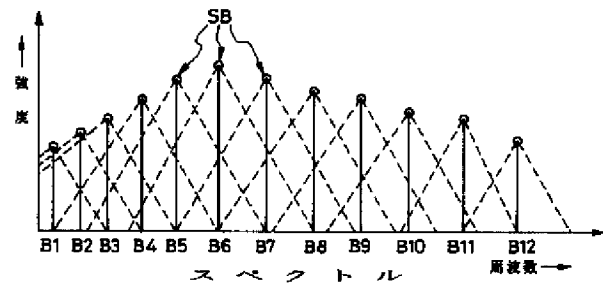
１０１、１０２ 帯域分割フィルタ、１０３、１０４、１０５ 直交変換回路（ＭＤＣＴ）、１０９、１１０、１１１ ブロック決定回路、１１８ ビット割り当て算出回路、１０６、１０７、１０８ 適応ビット割当符号化回路、３０２帯域毎エネルギー算出器、３０３ 畳込みフィルタ、３０４ 加算器、３０５関数発生器、３０６ 割り算器、３０７ 合成器、３０８ 減算器、３０９遅延回路、３１０ 許容雑音補正器、３１２ 最小可聴カーブ発生器、３１３端数調整回路、３１４ 符号化修正回路、１３０１、１３０２ 帯域合成フィルタ（ＩＱＭＦ）、１３０３、１３０４、１３０５ 逆直交変換回路（ＩＭＤＣＴ）、１３０６ 適応ビット割当復号化回路。



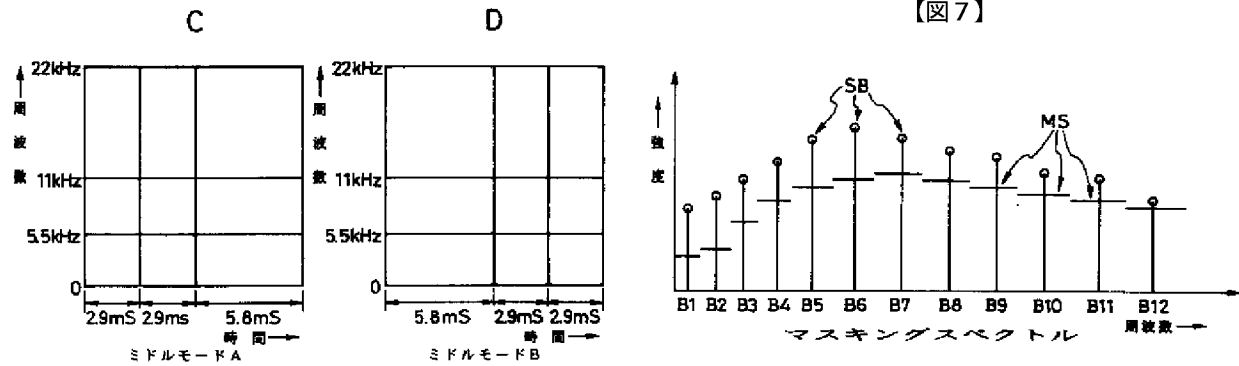
【図2】



【図6】

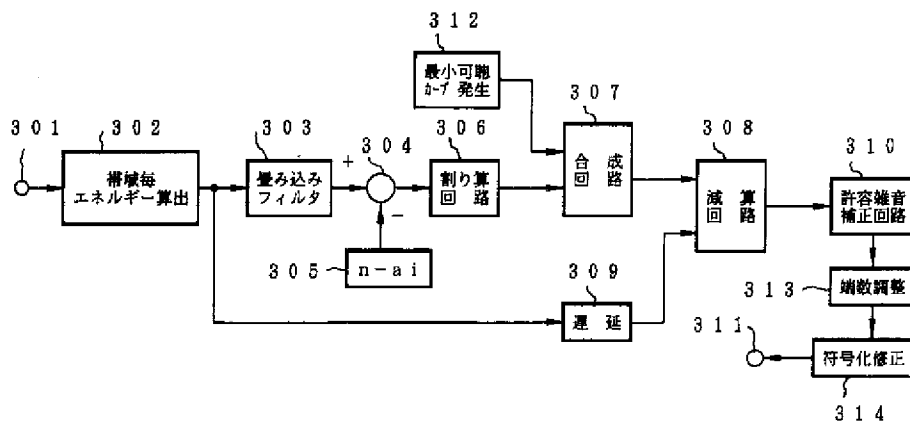


【図7】



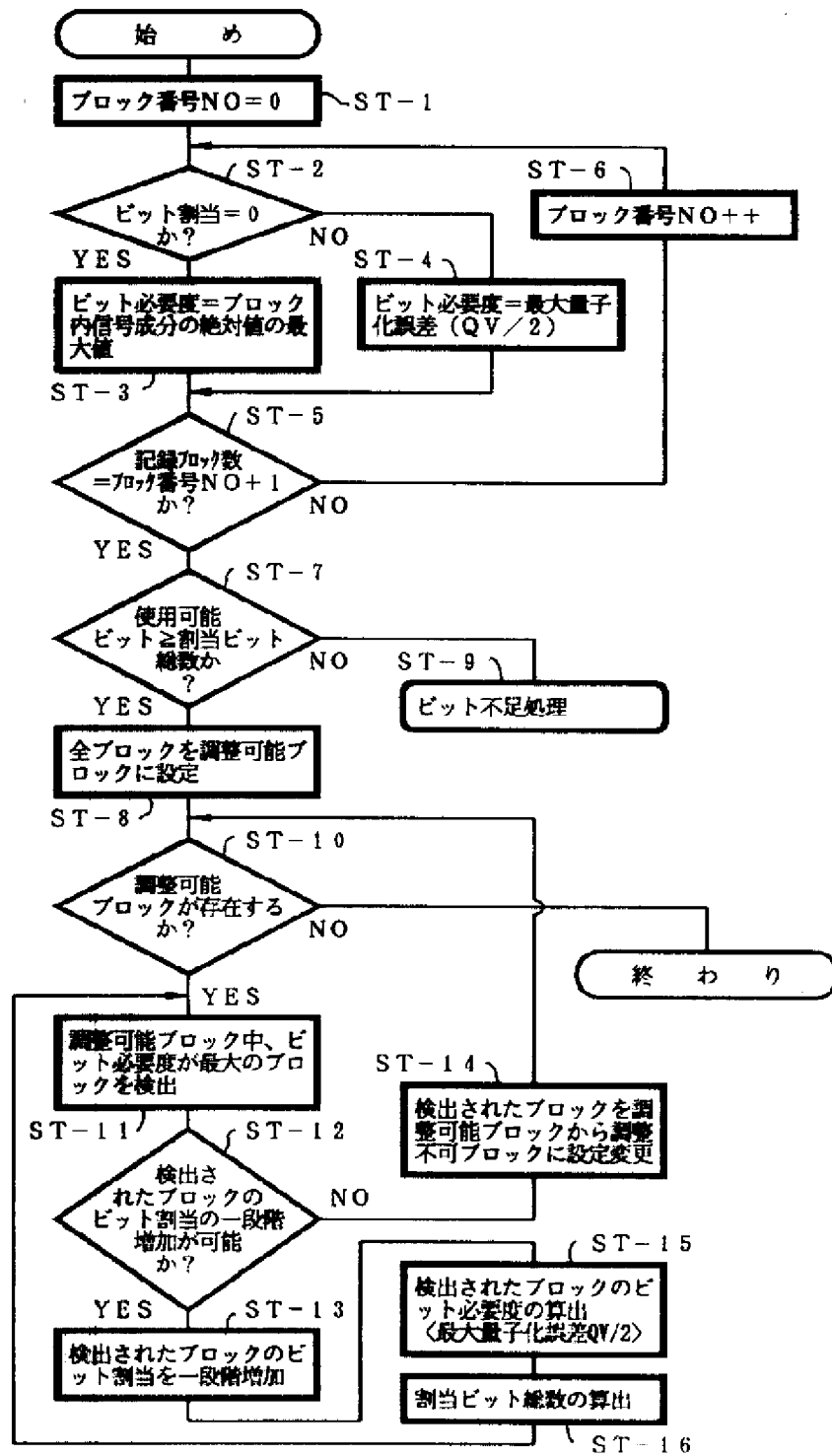
直交変換ブロックの構造

【図3】



ビット配分演算手段

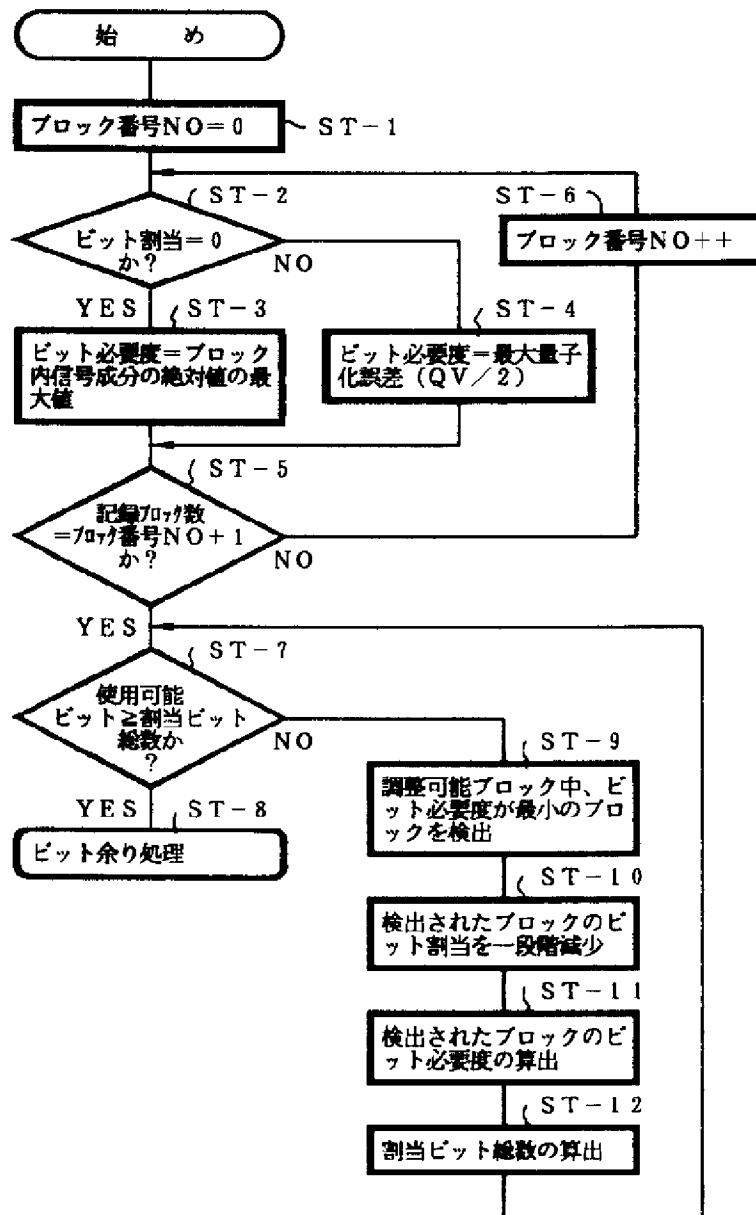
【図4】



ビット余りの調整処理

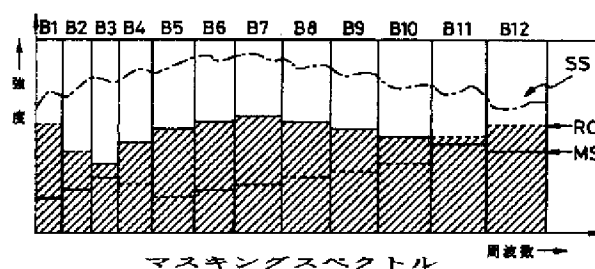


【図5】

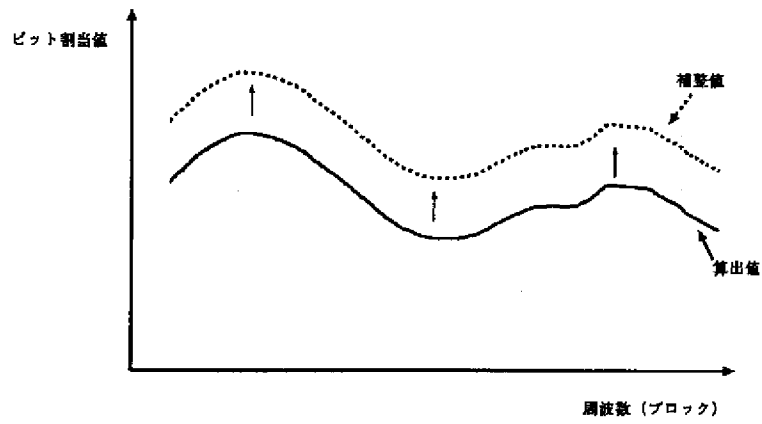


ビット不足の調整処理

【図8】

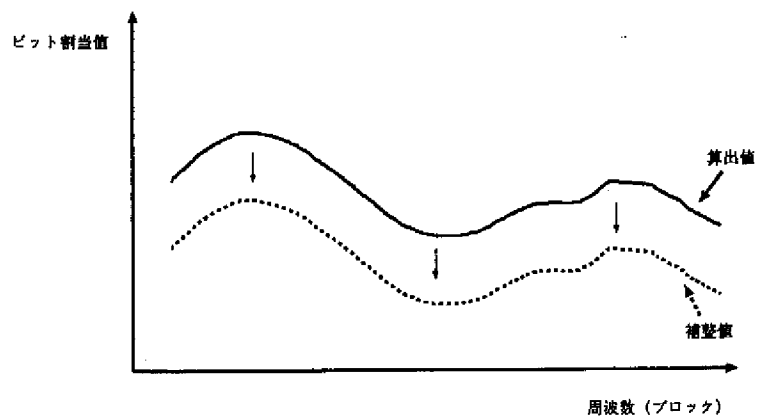


【図 9】



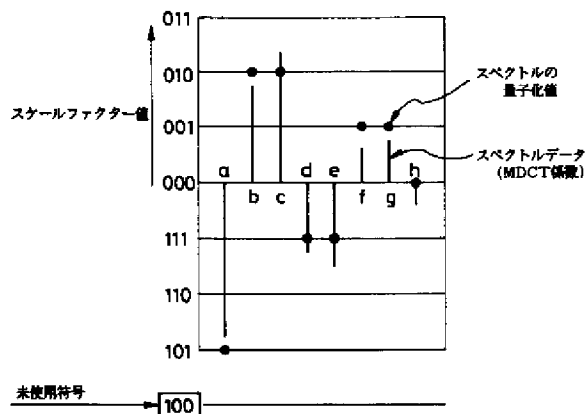
総量補整操作

【図 10】



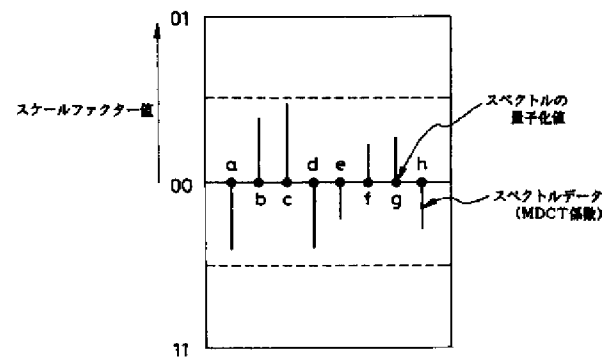
総量補整操作

【図 11】



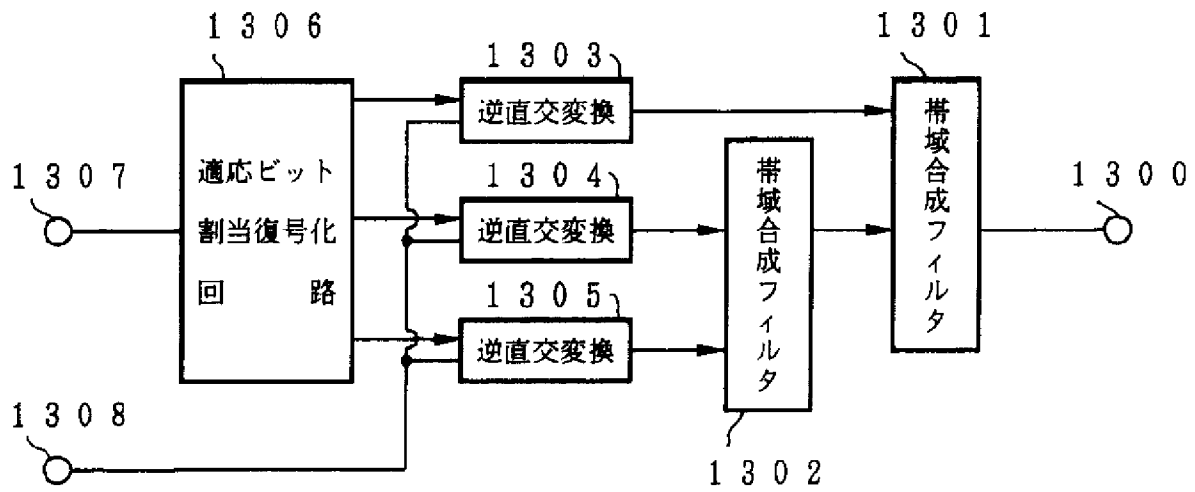
信号成分の量子化の例

【図 12】



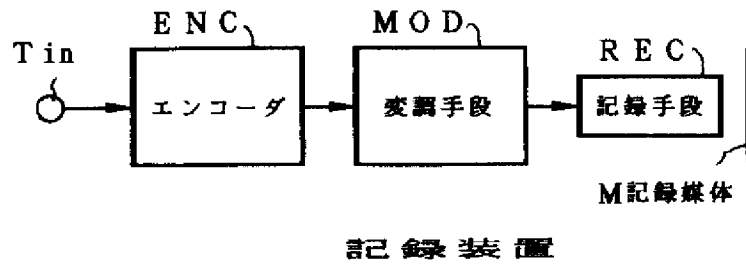
信号成分の量子化の例

【図13】

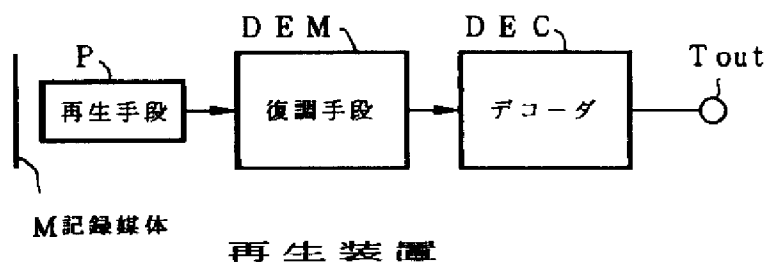


### 高能率圧縮符号化信号のデコーダ

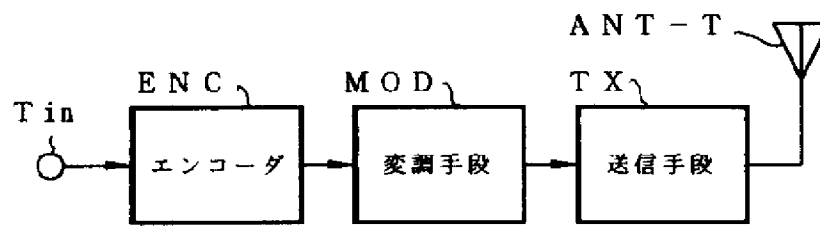
【図14】



【図15】

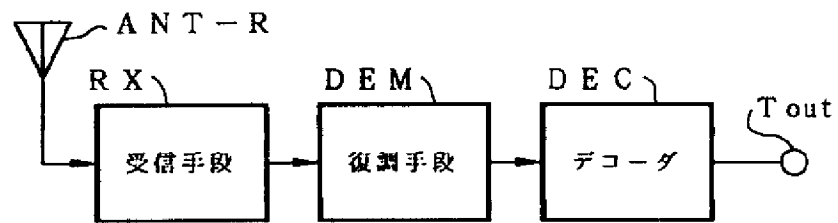


【図16】



送信装置

【図17】



受信装置